

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
7 juin 2001 (07.06.2001)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 01/41382 A1

(51) Classification internationale des brevets:
H04L 25/02, 1/06

(21) Numéro de la demande internationale:
PCT/FR00/03306

(22) Date de dépôt international:
27 novembre 2000 (27.11.2000)

(25) Langue de dépôt: français

(26) Langue de publication: français

(30) Données relatives à la priorité:
99/15149 1 décembre 1999 (01.12.1999) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US): NOR-
TEL MATRA CELLULAR [FR/FR]; 1, place des Frères
Montgolfier, F-78280 Guyancourt (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement): JARD,

Alexandre [FR/FR]; 11, rue Jean Daudin, F-75015 Paris
(FR). EL NAHAS EL HOMSI, Hassan [FR/FR]; 83,
rue Desnouettes, F-75015 Paris (FR). BEN RACHED,
Nidham [FR/FR]; 32, rue Baron, F-75017 Paris (FR).

(74) Mandataires: LOISEL, Bertrand etc.; Cabinet Plasser-
aud, 84, rue d'Amsterdam, F-75440 Paris Cedex 9 (FR).

(81) États désignés (national): CA, CN, JP, KR, US.

(84) États désignés (régional): brevet européen (AT, BE, CH,
CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT,
SE, TR).

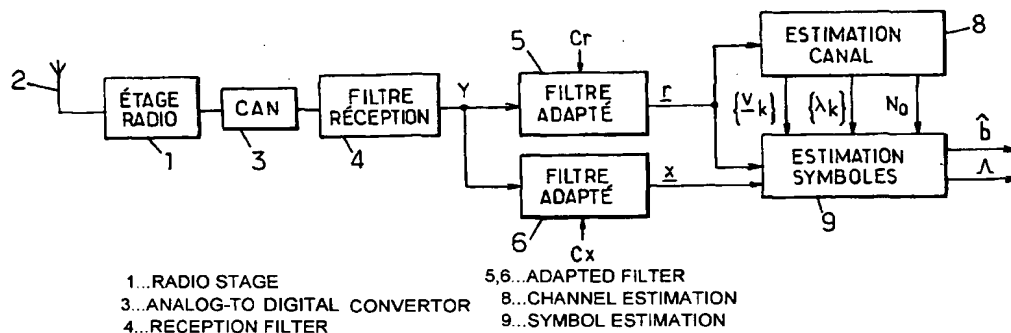
Publiée:

— Avec rapport de recherche internationale.

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abrévia-
tions, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et
abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de
la Gazette du PCT.

(54) Title: DEVICE FOR ESTIMATING RADIO CHANNEL AND DEMODULATION

(54) Titre: DISPOSITIFS D'ESTIMATION DE CANAL RADIO ET DE DEMODULATION



(57) Abstract: The invention concerns an adapted filter (5) producing observations of a reference vector (r) of W successive samples of a signal formed by adapted filtering of a signal (Y) received through a radio propagation channel with a pilot spread code (Cr). A processing is performed in said adapted filter output to estimate the parameters representing the propagation channel, including specific vectors (v_k) of a self-correlating matrix of the reference vector and the specific associated values (λ_k). Said parameters can be used to perform coherent demodulation of the signals received through other logic channels sharing the same physical propagation channel.

(57) Abrégé: Un filtre adapté (5) produit des observations d'un vecteur de référence (r) de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon un canal de propagation radio avec un code d'étalement pilote (Cr). Un traitement est effectué en sortie de ce filtre adapté pour estimer des paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (v) d'une matrice d'autocorrélation du vecteur de référence et les valeurs propres associées (λ_k). Ces paramètres peuvent être utilisés pour effectuer une démodulation cohérente de signaux reçus suivant d'autres canaux logiques partageant le même canal physique de propagation.

WO 01/41382 A1

DISPOSITIFS D'ESTIMATION DE CANAL RADIO ET DE DEMODULATION

La présente invention concerne les techniques d'estimation des canaux radio, ainsi qu'un démodulateur utilisant une telle technique.

L'invention trouve application dans le domaine des
5 radiocommunications à accès multiple à répartition par codes (CDMA, « Code-Division Multiple Access »), notamment dans les cas où le temps d'un symbole d'information est sensiblement plus grand que la mémoire du canal (c'est-à-dire qu'on peut négliger l'interférence inter-symboles).

Dans un système CDMA, les symboles transmis, binaires (± 1) ou
10 quaternaires ($\pm 1 \pm j$), sont multipliés par des codes d'étalement composés d'échantillons, appelés « chips », dont la cadence est supérieure à celle des symboles. Des codes d'étalement orthogonaux ou quasi-orthogonaux sont alloués à différents canaux logiques partageant la même fréquence porteuse, afin de permettre à chaque récepteur de détecter la séquence de symboles qui
15 lui est destinée, en multipliant le signal reçu par le code d'étalement correspondant.

Un avantage du système CDMA est qu'il permet d'exploiter des trajets multiples de propagation radio, en utilisant ce qu'on appelle un récepteur en râteau (« rake receiver »).

20 Le récepteur en râteau effectue une démodulation cohérente fondée sur une approximation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation radio par une série de pics, chaque pic apparaissant avec un retard correspondant au temps de propagation le long d'un trajet particulier et ayant une amplitude complexe correspondant à l'atténuation et au déphasage du
25 signal le long de ce trajet (réalisation instantanée du fading). En analysant plusieurs trajets de réception, c'est-à-dire en échantillonnant plusieurs fois la sortie d'un filtre adapté au code d'étalement du canal, avec des retards correspondant respectivement à ces trajets, le récepteur en râteau obtient des estimations multiples des symboles transmis, qui sont combinées pour obtenir
30 un gain en diversité. La combinaison peut notamment être effectuée selon la méthode dite MRC (« Maximum Ratio Combining »), qui pondère les différentes estimations en fonction des amplitudes complexes observées pour les différents trajets.

Afin de permettre cette démodulation cohérente, un canal pilote peut
35 être prévu pour l'estimation de la réponse impulsionnelle sous forme d'une

succession de pics. La réponse impulsionnelle est estimée au moyen d'un filtre adapté à un code d'étalement pilote avec lequel l'émetteur module une séquence de symboles connus, par exemple des symboles à 1. Les positions des maxima de la sortie de ce filtre adapté donnent les retards utilisés dans les
5 doigts du récepteur en râteau, et les amplitudes complexes associées correspondent aux valeurs de ces maxima. Lorsque plusieurs trajets distincts ont des retards très proches, par exemple avec des écarts inférieurs à la durée d'un chip, la recherche des maxima conduit généralement à ne prendre en compte qu'un seul de ces retards.

10 Un but de la présente invention est d'exploiter une représentation du canal de propagation radio qui soit moins approximative que dans un récepteur en râteau traditionnel, notamment dans le cas où il existe plusieurs trajets de propagation ayant des retards proches.

Selon l'invention, il est proposé un dispositif d'estimation de
15 paramètres représentant un canal de propagation radio, comprenant un filtre adapté pour produire des observations d'un vecteur de référence de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal reçu selon le canal de propagation avec un code d'étalement pilote, et des moyens d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des
20 vecteurs propres d'une matrice d'autocorrélation du vecteur de référence. Les paramètres représentant le canal de propagation peuvent en outre comprendre des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du vecteur de référence, respectivement associées auxdits vecteurs propres avec lesquels elles sont estimées.

25 Le dispositif emploie une description du canal de propagation sous forme de ses éléments propres, ce qui procure une estimation plus riche que le modèle de la ligne à retard (retards et amplitudes) pris en compte dans le récepteur en râteau traditionnel. Ainsi, chaque trajet de propagation peut être pris en compte dans la réponse du canal au moyen d'une forme d'onde
30 correspondant à un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation et non simplement par un pic ponctuel associé à un retard.

Dans un mode de réalisation préféré, l'estimation des vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation comprend les étapes suivantes :

- extraire du vecteur de référence M sous-vecteurs de référence composés
35 chacun de S échantillons successifs dudit signal formé par filtrage adapté, M et S étant des nombres plus grands que 1, les M sous-

vecteurs de référence correspondant en moyenne à M plages énergétiques du vecteur de référence ;

- estimer les matrices d'autocorrélation respectives des M sous-vecteurs de référence ;
- 5 - déterminer des sous-vecteurs propres associés chacun à une valeur propre et à l'un des M sous-vecteurs de référence, chaque sous-vecteur propre étant, pour la valeur propre associée, un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation estimée du sous-vecteur de référence associé ;
- former chaque vecteur propre estimé de la matrice d'autocorrélation du
10 vecteur de référence en plaçant un des sous-vecteurs propres aux positions des S échantillons du sous-vecteur de référence associé et des échantillons nuls aux $W-S$ autres positions.

Ceci permet de réaliser un compromis entre la finesse d'estimation du canal et la complexité des calculs requis, qui sont toutes deux des fonctions
15 croissantes de S , ainsi que de M . Plus la capacité de calcul disponible est grande, plus les sous-vecteurs peuvent être de taille importante, ce qui affine l'approximation de la réponse du canal.

Le dispositif ci-dessus peut être utilisé chaque fois qu'on a besoin de caractériser un canal de propagation, en particulier pour effectuer une
20 démodulation.

Un autre aspect de la présente invention se rapporte ainsi à un démodulateur pour une réception selon un canal de propagation radio sur lequel sont définis plusieurs canaux logiques multiplexés incluant un canal pilote et au moins un canal de données, comprenant des moyens d'obtention
25 de plusieurs observations d'un premier vecteur de W échantillons successifs d'un premier signal formé par filtrage adapté d'un signal reçu selon le canal de propagation au moyen d'un premier code d'étalement relatif au canal pilote, des moyens d'obtention d'un second vecteur de W échantillons successifs d'un second signal formé par filtrage adapté dudit signal reçu au moyen d'un second
30 code d'étalement relatif au canal de données, des moyens d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres d'une matrice d'autocorrélation du premier vecteur, et des moyens d'estimation de symboles pour estimer au moins un symbole d'information porté par le second signal sur la base des premier et second vecteurs et
35 desdits paramètres représentant le canal de propagation. Ce démodulateur incorpore un dispositif d'estimation de canal tel qu'énoncé précédemment.

Si le second signal porte des symboles d'information binaires modulés selon une modulation binaire à déplacement de phase, les moyens d'estimation de symboles peuvent être agencés pour estimer au moins un symbole d'information binaire porté par le second signal par le signe de la
 5 partie réelle du nombre complexe :

$$\gamma = \sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta \cdot N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x}) \quad (1)$$

où d est le nombre de vecteurs propres estimés de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, \underline{v}_k est un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, associé à une valeur propre λ_k , N_0 est une estimation de la
 10 puissance du bruit sur le canal de propagation, \underline{r} et \underline{x} sont respectivement les premier et second vecteurs, β est un coefficient prédéterminé, $(.)^H$ désigne le transposé conjugué, et $\|\cdot\|$ la norme d'un vecteur.

Une vraisemblance dudit symbole d'information binaire estimé peut être déterminée proportionnellement à la valeur absolue de la partie réelle du
 15 nombre complexe γ .

Si le second signal porte des symboles d'information quaternaires modulés selon une modulation quaternaire à déplacement de phase, les moyens d'estimation de symboles peuvent être agencés pour estimer au moins un symbole d'information quaternaire porté par le second signal par deux bits
 20 respectivement définis par les signes des parties réelle et imaginaire du nombre complexe γ défini par la relation (1). Des vraisemblances respectives de ces deux bits peuvent en outre être déterminées proportionnellement aux valeurs absolues des parties réelles et imaginaires du nombre complexe γ .

Le démodulateur peut également être adapté pour traiter un signal reçu
 25 selon le canal de propagation sous forme de plusieurs signaux captés au moyen d'antennes différentes, afin de procurer une diversité spatiale.

D'autres particularités et avantages de la présente invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

- 30 - la figure 1 est un schéma synoptique d'un exemple de récepteur de radiocommunication comportant un démodulateur selon l'invention ;
- la figure 2 est un schéma d'un module d'estimation de canal du démodulateur de la figure 1 ;

- la figure 3 est un schéma synoptique d'un module d'estimation de symboles du démodulateur de la figure 1 ; et
- la figure 4 est un schéma synoptique d'une unité de calcul du module de la figure 3.

5 Le récepteur représenté sur la figure 1 comporte un étage radio 1 qui reçoit le signal radio capté par l'antenne 2 et le convertit en bande de base. Le signal en bande de base est numérisé par un convertisseur analogique-numérique 3, puis fourni à un filtre de réception 4. Le filtre 4 assure un filtrage adapté à la mise en forme des signaux par l'émetteur. Il délivre un signal
10 numérique Y à raison d'un échantillon complexe par chip des codes d'étalement.

En présence de trajets multiples de propagation (au nombre de d), la réponse h(t) du canal allant jusqu'au filtre de réception 4 peut s'écrire :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{d-1} s_k \cdot a(t - \tau_k) \quad (2)$$

15 Les τ_k représentent les différents retards des échos, les s_k sont les réalisations instantanées du fading variant au cours du temps, et a(t) désigne l'impulsion formant la modulation. On suppose que le critère de Shannon est respecté lorsque les signaux sont échantillonnés à la fréquence chip 1/T, et que la réponse du canal est nulle pour $t > (W-1)T$. Dans ce cas, la réponse du canal
20 peut être représentée par un vecteur à W composantes complexes :

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} h(0) \\ h(T) \\ \vdots \\ h((W-1)T) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{v}_k \quad (3)$$

Dans la relation (3), les \underline{v}_k sont les vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation de \underline{h} (soit $\underline{R} \cdot \underline{v}_k = \mu_k \cdot \underline{v}_k$ avec $\underline{R} = E(\underline{h} \underline{h}^H)$, où E(.) désigne l'espérance mathématique), et les α_k sont des réalisations instantanées de
25 variables aléatoires gaussiennes complexes de variances égales aux valeurs propres μ_k de la matrice d'autocorrélation ($E(|\alpha_k|^2) = \mu_k$). Cette décomposition de la matrice \underline{R} donne des vecteurs propres orthogonaux ($\underline{v}_k^H \cdot \underline{v}_{k'} = 0$ si $k \neq k'$) et des valeurs propres μ_k réelles positives ou nulles puisque la matrice est hermitienne.

Parmi les canaux logiques multiplexés sur le canal radio, on a un canal de contrôle sur lequel sont transmis des symboles pilotes et un ou plusieurs canaux de données sur lequel sont transmis des symboles d'information. On suppose que la puissance d'émission sur le canal de contrôle est β fois supérieure à la puissance d'émission d'un symbole d'information b sur un canal de données (cette dernière puissance sera considérée comme unitaire). Le coefficient β est connu à l'avance. Le signal est affecté d'un bruit blanc additif centré gaussien de variance N_0 .

Un filtre adapté 5 filtre le signal reçu Y conformément au code d'étalement C_r du canal pilote. Il en résulte pour chaque symbole pilote un vecteur \underline{r} ayant W composantes complexes, donné par :

$$\underline{r} = \sqrt{\beta} \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \underline{v}_k + \underline{n} \quad (4)$$

avec $E(\underline{n} \underline{n}^H) = N_0 \cdot \underline{I}$, la matrice identité étant notée \underline{I} .

Un autre filtre adapté 6 filtre le signal reçu Y conformément au code d'étalement C_x du canal de données. Il en résulte pour chaque symbole inconnu b un vecteur \underline{x} ayant W composantes complexes, donné par :

$$\underline{x} = b \cdot \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \underline{v}_k + \underline{n}' \quad (5)$$

avec $E(\underline{n}' \underline{n}'^H) = N_0 \cdot \underline{I}$ et $E(\underline{n} \underline{n}'^H) = \underline{0}$.

On note $\underline{X} = \begin{bmatrix} \underline{r} \\ \underline{x} \end{bmatrix}$ le vecteur gaussien de taille $2W$ constitué par la concaténation des signaux reçus sur les deux canaux. Sa densité de probabilité $p(\underline{X})$ peut s'écrire :

$$p(\underline{X}) = \frac{1}{\pi^{2W} \cdot \det(\underline{K})} \cdot \exp\left(-\underline{X}^H \underline{K}^{-1} \underline{X}\right) \quad (6)$$

où $\underline{K} = E(\underline{X}^H \underline{X})$, et $\det(\cdot)$ désigne le déterminant.

Le but du démodulateur est de maximiser par rapport à b la fonction de vraisemblance donnée par la probabilité conditionnelle $p(b|\underline{X})$.

Comme les réalisations du bruit et du fading sont indépendantes, on a :

- 7 -

$$\underline{\underline{K}} = \begin{bmatrix} \beta \underline{\underline{R}} & b^* \sqrt{\beta} \underline{\underline{R}} \\ b \sqrt{\beta} \underline{\underline{R}} & \underline{\underline{R}} \end{bmatrix} + N_0 \underline{\underline{I}} = \underline{\underline{B}} \left[\sum_{k=0}^{d-1} (2\mu_k \underline{\underline{w}}_k \underline{\underline{w}}_k^H) \right] \underline{\underline{B}}^H + N_0 \underline{\underline{I}} \quad (7)$$

en utilisant la décomposition en éléments propres de la matrice $\underline{\underline{R}}$, avec

$$\underline{\underline{B}} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} \underline{\underline{I}} & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & b \underline{\underline{I}} \end{bmatrix} \text{ et } \underline{\underline{w}}_k = \frac{1}{\sqrt{2} \|\underline{\underline{v}}_k\|} \begin{bmatrix} \underline{\underline{v}}_k \\ \underline{\underline{v}}_k \end{bmatrix}. \text{ Par application du lemme d'inversion}$$

matricielle, on obtient :

$$\underline{\underline{K}}^{-1} = \frac{1}{N_0} \left[\underline{\underline{I}} - \sum_{k=0}^{d-1} \frac{2\mu_k}{N_0 + 2\mu_k \|\underline{\underline{B}}\underline{\underline{w}}_k\|^2} (\underline{\underline{B}}\underline{\underline{w}}_k)(\underline{\underline{B}}\underline{\underline{w}}_k)^H \right] \quad (8)$$

En prenant le logarithme de la probabilité (6), et en notant que le déterminant $\det(\underline{\underline{K}})$ est commun à tous les symboles possibles et que $\|\underline{\underline{B}}\underline{\underline{w}}_k\|^2 = (1+\beta)/2$, le démodulateur doit minimiser la fonction suivante par rapport à b :

$$\begin{aligned} \phi(b) &= \sum_{k=0}^{d-1} \frac{2\mu_k}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} |x^H \underline{\underline{B}}\underline{\underline{w}}_k|^2 \\ &= \sum_{k=0}^{d-1} \frac{\mu_k / \|\underline{\underline{v}}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} |\underline{\underline{v}}_k^H (\sqrt{\beta} \underline{\underline{r}} + b \underline{\underline{x}})|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

Lorsque les symboles sont des bits modulés selon une modulation binaire à déplacement de phase (BPSK, « binary phase shift keying »), l'estimation \hat{b} d'un symbole b , qui minimise la fonction $\phi(b)$, est alors donnée par le signe de la partie réelle du nombre complexe :

$$\gamma = \sum_{k=0}^{d-1} \frac{\mu_k / \|\underline{\underline{v}}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} (\underline{\underline{r}}^H \underline{\underline{v}}_k) (\underline{\underline{v}}_k^H \underline{\underline{x}}) \quad (10)$$

($\hat{b} = \text{sgn}[\text{Re}(\gamma)]$), et la vraisemblance maximisée est proportionnelle à la valeur absolue de $\text{Re}(\gamma)$. Si un décodage à entrées souples (« soft input decoding ») est effectué en aval du démodulateur, la vraisemblance du bit estimé \hat{b} peut donc être mesurée par $\Lambda = |\text{Re}(\gamma)|$.

Lorsque les symboles sont quaternaires et modulés selon une modulation quaternaire à déplacement de phase (QPSK, « quaternary phase shift keying »), l'estimation d'un symbole $b = b_1 + j.b_2$, qui minimise la fonction $\phi(b)$, est formée par deux bits donnés par les signes respectifs des parties

réelle et imaginaire du nombre complexe γ défini par la relation (10) ($\hat{b} = \hat{b}_1 + j\hat{b}_2 = \text{sgn}[\text{Re}(\gamma)] + j \cdot \text{sgn}[\text{Im}(\gamma)]$), et les vraisemblances de ces deux bits sont respectivement proportionnelles aux valeurs absolues des parties réelle et imaginaire de γ . Si un décodage à entrées souples est effectué en aval du
 5 démodulateur, les vraisemblances des deux bits estimés \hat{b}_1, \hat{b}_2 peuvent donc être mesurées par $\Lambda_1 = |\text{Re}(\gamma)|$ et $\Lambda_2 = |\text{Im}(\gamma)|$.

Lorsque le récepteur comporte deux antennes en entrée de deux voies de traitement, chaque voie ayant deux filtres adaptés l'un au code C_r du canal pilote fournissant un vecteur $\underline{r}_n, \underline{r}_d$, et l'autre au code C_x du canal de données
 10 fournissant un vecteur $\underline{x}_n, \underline{x}_d$, la fonction à minimiser $\phi(b)$ peut tenir compte de la diversité spatiale, son expression n'étant plus donnée par (9) mais par :

$$\phi(b) = \sum_{k=0}^{d-1} \left(\frac{\mu_k^+ / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k^+} \left| \underline{v}_k^{+H} \cdot (\sqrt{\beta} \underline{r}' + b \underline{x}') \right|^2 + \frac{\mu_k^- / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k^-} \left| \underline{v}_k^{-H} \cdot (\sqrt{\beta} \underline{r}' + b \underline{x}') \right|^2 \right) \quad (11)$$

avec les notations : $\underline{r}' = \begin{pmatrix} \underline{r}_n \\ \underline{r}_d \end{pmatrix}$, $\underline{x}' = \begin{pmatrix} \underline{x}_n \\ \underline{x}_d \end{pmatrix}$, $\underline{R}' = \begin{bmatrix} \underline{K} & \rho^* \underline{K} \\ \rho \underline{K} & \underline{K} \end{bmatrix}$, ρ étant le facteur de
 15 corrélation entre les deux antennes (soit $E(\alpha_{k,n}^* \cdot \alpha_{k,d}) = \rho \cdot \mu_k$), les vecteurs \underline{v}_k^+ et \underline{v}_k^- étant les vecteurs propres de \underline{R}' respectivement associés aux valeurs propres μ_k^+ et μ_k^- , soit $\underline{v}_k^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} \underline{v}_k \\ \rho \underline{v}_k / |\rho| \end{pmatrix}$, $\underline{v}_k^- = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{pmatrix} \underline{v}_k \\ -\rho \underline{v}_k / |\rho| \end{pmatrix}$, $\mu_k^+ = (1+|\rho|)\mu_k$ et $\mu_k^- = (1-|\rho|)\mu_k$ pour $0 \leq k < d$.

Dans le cas de réponses impulsionnelles de petite dimension W , il est
 20 aisé d'extraire les vecteurs propres de \underline{R} par une méthode algébrique classique travaillant directement sur une estimation de la matrice, par exemple la méthode dite « Power Iteration » (voir Golub & Loane : « Matrix Computation », éditions Baltimore M.B.).

Dans le cas de réponses impulsionnelles de plus grande dimension W ,
 25 la complexité requise pour mettre à jour l'estimation de \underline{R} rend cette méthode irréalisable en pratique. On utilise alors une matrice $\hat{\underline{R}} = E(\underline{r} \underline{r}^H)$ définie comme l'autocorrélation du vecteur \underline{r} , liée à \underline{R} par la relation :

$$\underline{\hat{R}} = \beta \underline{R} + N_0 \underline{I} \quad (12)$$

On vérifie immédiatement que $\underline{\hat{R}}$ et \underline{R} ont les mêmes vecteurs propres \underline{v}_k . Les valeurs propres λ_k de $\underline{\hat{R}}$ sont de celles de \underline{R} multipliées par β et décalées de N_0 , soit $\lambda_k = \beta \cdot \mu_k + N_0$. Avec (10), on en déduit l'expression (1) du nombre complexe γ servant à estimer les bits d'information.

En général, la matrice \underline{R} a une structure creuse et possède peu d'éléments significatifs. Elle peut être décomposée selon l'approximation suivante :

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} \underline{0} & \underline{0} & \dots & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{R}^0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \underline{0} & \dots & \underline{R}^{M-1} & \underline{0} \end{bmatrix} \quad (13)$$

c'est-à-dire sous forme de blocs de taille $S \times S$, notés \underline{R}^i pour $0 \leq i < M$, distribués le long de sa diagonale principale ($1 < S \ll W$). Les positions de ces M blocs le long de la diagonale de \underline{R} correspondent aux zones les plus énergétiques de la réponse impulsionnelle du canal. De même, la matrice $\underline{\hat{R}}$ peut être approchée par :

$$\underline{\hat{R}} = \begin{bmatrix} N_0 \underline{I} & \underline{0} & \dots & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{\hat{R}}^0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \underline{0} & \dots & \underline{\hat{R}}^{M-1} & \underline{0} \end{bmatrix} \quad (14)$$

en notant $\underline{\hat{R}}^i = \underline{R}^i + N_0 \underline{I}$ l'observée bruitée de \underline{R}^i pour $0 \leq i < M$.

Chaque sous-matrice $\underline{\hat{R}}^i$ admet une décomposition en vecteurs propres, identique à celle de \underline{R}^i , qui peut être obtenue rapidement par une méthode classique puisque sa dimension S est petite devant celle de \underline{R} . En notant d^i la dimension du sous-espace signal relativement à la sous-matrice

$\hat{\underline{\underline{R}}}^i$, avec $\sum_{i=0}^{M-1} d^i = d$, cette décomposition de $\hat{\underline{\underline{R}}}^i$ s'écrit :

$$\hat{\underline{\underline{R}}}_i = \sum_{j=0}^{d^i-1} \lambda_j^i \left(\underline{v}_j^i \cdot \underline{v}_j^{iH} \right) \quad (15)$$

De même que précédemment, les valeurs propres sont décalées de la puissance du bruit. Ainsi les vecteurs propres \underline{v}_k de $\underline{\underline{R}}$ sont :

$$\underline{v}_k = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \underline{v}_j^i \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} 0 \leq k \leq d-1 \\ 0 \leq i < M, \quad 0 \leq j < d^i \end{cases} \quad (16)$$

et ses valeurs propres μ_k sont celles des M matrices $\hat{\underline{\underline{R}}}^i$, décalées de N_0 :

$$\mu_k = \frac{(\lambda_k - N_0)}{\beta} = \frac{(\lambda_j^i - N_0)}{\beta} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} 0 \leq k \leq d-1 \\ 0 \leq i < M, \quad 0 \leq j < d^i \end{cases} \quad (17)$$

Les sous-matrices $\hat{\underline{\underline{R}}}^i$ sont localisées là où la réponse impulsionnelle concentre ses maxima d'énergie. Pour avoir la position des M sous-matrices, supposées de taille fixe $S \times S$, il suffit donc d'avoir une estimation du profil en puissance du canal et d'en extraire les M portions de taille S les plus énergétiques. Ce profil peut être simplement calculé à partir de la moyenne du module carré de chaque échantillon du vecteur \underline{r} . Pour calculer les sous-matrices d'autocorrélation $\hat{\underline{\underline{R}}}^i$, on détermine les M sous-vecteurs \underline{r}^i de dimension S correspondant aux signaux reçus sur le canal pilote aux positions précédemment déterminées, et on calcule après un certain nombre d'observations des moyennes des sous-matrices $\underline{r}^i \cdot \underline{r}^{iH}$.

Il se peut que certaines valeurs propres estimées ne soient pas significatives ou que l'on choisisse de ne retenir qu'un certain nombre fixe d'éléments propres. On peut donc, en fin de traitement, effectuer une sélection des vecteurs propres associés aux plus puissantes valeurs propres.

Le démodulateur de la figure 1 comprend un module d'estimation de canal 8, représenté de façon plus détaillée sur la figure 2, qui calcule des

estimations des vecteurs propres \underline{v}_k et des valeurs propres λ_k de la matrice d'autocorrélation $\hat{\underline{R}}$ du vecteur \underline{r} délivré par le filtre adapté 5, ainsi qu'une estimation de la puissance du bruit N_0 .

En référence à la figure 2, le module 8 comprend une unité 80 qui
 5 calcule des vecteurs de W composantes constituées par les modules carrés des composantes des observations successives du vecteur \underline{r} délivré par le filtre adapté 5. Une unité 81 calcule une moyenne courante du vecteur délivré par l'unité 80, par exemple sur une fenêtre rectangulaire ou exponentielle. L'unité 82 détermine les M plages de S échantillons les plus énergétiques du vecteur
 10 moyenne, afin de définir les positions des sous-vecteurs \underline{r}^i de taille S ($0 \leq i < M$) au sein des vecteurs \underline{r} .

Une unité 83 extrait les M sous-vecteurs \underline{r}^i de chaque vecteur \underline{r} , et en estime la matrice d'autocorrélation par un calcul de moyennes des produits terme à terme :

$$15 \quad \hat{\underline{R}}^i = E\left(\underline{r}^i \cdot \underline{r}^{iH}\right) \quad (19)$$

Des unités de diagonalisation 84 extraient les valeurs propres λ_j^i des matrices $\hat{\underline{R}}^i$, du moins celles de plus grands modules, et les vecteurs propres associés \underline{v}_j^i . Ce calcul peut être effectué selon toute méthode algébrique connue, par exemple « Power Iteration », qui ne pose pas de problème de
 20 mise en œuvre compte tenu de la réduction opérée sur les dimensions des matrices à diagonaliser ($S \times S$ au lieu de $W \times W$). L'unité 85 sélectionne les d valeurs propres de plus grands modules λ_k parmi les valeurs propres λ_j^i fournies par les unités 84, et les vecteurs propres correspondants \underline{v}_k qu'elle construit à partir des \underline{v}_j^i conformément à la relation (16).

25 L'unité 85 peut également déterminer la puissance du bruit N_0 , par exemple prise égale à la plus petite des valeurs propres λ_j^i . D'autres méthodes classiques d'estimation de N_0 peuvent être utilisées.

Revenant à la figure 1, les paramètres \underline{v}_k , λ_k ($0 \leq i < d$) et N_0 estimés par le module 8 sont fournis au module 9 qui estime les symboles transmis à
 30 partir des vecteurs \underline{r} et \underline{x} délivrés par les filtres adaptés 5, 6.

La figure 3 illustre une structure possible du module 9 dans le cas

d'une modulation QPSK. Un additionneur 91 calcule la quantité γ selon la relation (1) à partir des d contributions à sommer, calculées par des unités respectives 90.

Une telle unité 90, relative à un trajet k ($0 \leq k < d$), est illustrée par la figure 4. Les produits scalaires $(\underline{r}^H \cdot \underline{v}_k)$ et $(\underline{v}_k^H \cdot \underline{x})$ sont respectivement calculés en 95 et 96, puis multipliés entre eux par le multiplieur complexe 97. Le bloc 98 effectue le calcul du coefficient $\frac{\lambda_k - N_0}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0}$ (on suppose ici que les unités 84 ont délivré les vecteurs propres sous forme orthonormée, soit $\|\underline{v}_j\|^2 = \|\underline{v}_k\|^2 = 1$), qu'un multiplieur complexe 99 multiplie par la sortie du multiplieur 97 pour adresser la contribution du trajet k à l'additionneur 91.

En sortie de l'additionneur 91, les unités 92, 93 extraient respectivement les parties réelle et imaginaire de γ , dont les signes \hat{b}_1, \hat{b}_2 estiment les bits constituant le symbole quaternaire, et dont les valeurs absolues fournissent éventuellement des mesures de vraisemblance Λ_1, Λ_2 .

Dans le cas d'une modulation BPSK, le module d'estimation de symboles 9 peut avoir la même structure que sur la figure 3, sauf que l'unité 93 n'est pas nécessaire.

Dans les dessins annexés, le démodulateur est représenté sous forme synoptique afin de mettre en évidence les différentes étapes de calcul. En pratique, ce calcul peut être effectué par un processeur de signal numérique programmé en conséquence, ainsi qu'il est usuel dans les démodulateurs numériques.

Les inventeurs ont testé les performances du démodulateur ci-dessus dans le cas du système CDMA retenu pour les réseaux cellulaires de troisième génération (voir « UMTS : la génération des mobiles multimédia », P. Blanc et al., L'Echo des Recherches, No. 170, 4^e trimestre 1997 & 1^{er} trimestre 1998, pages 53-68), dans le cas de codes d'étalement de cadence 3,84 Mchip/s avec une cadence de symboles de 15 kbit/s (facteur d'étalement SF = 256). Dans le système considéré, le canal de données est constitué par la partie réelle (voie I) d'un signal complexe modulé en QPSK, transmis par un terminal mobile vers une station de base. Le canal pilote correspondant fait partie d'un canal de contrôle constitué par la partie imaginaire (voie Q) du signal complexe modulé en QPSK. Le signal est traité par blocs de 666 μ s, à raison de 2560 chips par

bloc, ce qui représente 10 bits sur chaque voie avec $SF = 256$, à savoir 10 bits d'information sur la voie I, et 6 bits pilotes et 4 bits de commande sur la voie Q. Bien que la modulation radio soit QPSK, les symboles binaires transmis sur chaque voie I, Q doivent être considérés comme faisant l'objet d'une modulation effective de type BPSK. Dans ces simulations, la longueur de la réponse du canal était d'environ $15 \mu s$ ($W = 56$). Pour chaque bit estimé sur la voie I à partir d'un signal issu d'une seule antenne, le vecteur \underline{r} utilisé dans la relation (1) était celui résultant de la moyenne des 6 bits pilotes du bloc courant, soit $\beta = 6$. Le canal était estimé au moyen de $d = 4$ vecteurs propres déterminés au moyen de $M = 3$ sous-matrices de dimension $S = 6$. Pour différentes configurations du canal, les simulations ont montré un gain de 1/4 à 3/4 de décibel sur le rapport E_b/N_0 (E_b étant l'énergie par bit) pour un taux d'erreur binaire (BER) égal à 10^{-2} avant décodage correcteur d'erreurs. Au prix d'une augmentation modérée de la complexité du récepteur, ce gain est très appréciable pour augmenter la portée radio du système.

REVENDICATIONS

1. Dispositif d'estimation de paramètres représentant un canal de propagation radio, comprenant un filtre adapté (5) pour produire des observations d'un vecteur de référence (\underline{r}) de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon le canal de propagation avec un code d'étalement pilote (C_r), et des moyens (8) d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (\underline{v}_k) d'une matrice d'autocorrélation du vecteur de référence.
2. Dispositif selon la revendication 1, dans lequel les paramètres représentant le canal de propagation, estimés par les moyens d'estimation de paramètres (8), incluent en outre des valeurs propres (λ_k) de la matrice d'autocorrélation du vecteur de référence (\underline{r}), respectivement associées auxdits vecteurs propres (\underline{v}_k).
3. Dispositif selon la revendication 1 ou 2, dans lequel les moyens d'estimation de paramètres (8) comprennent :
 - des moyens (80-83) d'extraction de M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i) composés chacun de S échantillons successifs dudit signal formé par filtrage adapté, M et S étant des nombres plus grands que 1, les M sous-vecteurs de référence correspondant en moyenne à M plages énergétiques du vecteur de référence (\underline{r}) ;
 - des moyens (83) d'estimation des matrices d'autocorrélation respectives ($\hat{\underline{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence ;
 - des moyens (84-85) de détermination de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) associés chacun à une valeur propre (λ_j^i) et à l'un des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), chaque sous-vecteur propre étant, pour la valeur propre associée, un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation estimée du sous-vecteur de référence associé ;
 - des moyens (85) de formation de chaque vecteur propre estimé (\underline{v}_k) de la matrice d'autocorrélation du vecteur de référence en plaçant un des sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) aux positions des S échantillons du sous-

vecteur de référence associé et des échantillons nuls aux W-S autres positions.

4. Dispositif selon la revendication 3, dans lequel les moyens de détermination des sous-vecteurs propres (85) choisissent lesdits sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i), parmi l'ensemble des vecteurs propres des matrices d'autocorrélation ($\hat{\underline{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), comme étant ceux qui sont respectivement associés aux valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.
5. Dispositif selon la revendication 4, dans lequel les moyens de détermination des sous-vecteurs propres (85) déterminent un nombre donné (d) de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i), associés aux d valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.
6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, dans lequel ledit signal reçu selon le canal de propagation est composé de plusieurs signaux captés au moyen d'antennes différentes.
7. Démodulateur pour une réception selon un canal de propagation radio sur lequel sont définis plusieurs canaux logiques multiplexés incluant un canal pilote et au moins un canal de données, comprenant des moyens (5) d'obtention de plusieurs observations d'un premier vecteur (\underline{r}) de W échantillons successifs d'un premier signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon le canal de propagation au moyen d'un premier code d'étalement (C_r) relatif au canal pilote, des moyens (6) d'obtention d'un second vecteur (\underline{x}) de W échantillons successifs d'un second signal formé par filtrage adapté dudit signal reçu au moyen d'un second code d'étalement (C_x) relatif au canal de données, des moyens (8) d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (\underline{v}_k) d'une matrice d'autocorrélation du premier vecteur, et des moyens (9) d'estimation de symboles pour estimer au moins un symbole d'information porté par le second signal sur la base des premier et second vecteurs et desdits paramètres représentant le canal de propagation.

8. Démodulateur selon la revendication 7, dans lequel les moyens d'estimation de paramètres (8) comprennent :

- des moyens (80-83) d'extraction de M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i) composés chacun de S échantillons successifs du premier signal, M et S étant des nombres plus grands que 1, les M sous-vecteurs de référence correspondant en moyenne à M plages énergétiques du premier vecteur (\underline{r}) ;
- des moyens (83) d'estimation des matrices d'autocorrélation respectives ($\underline{\hat{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence ;
- des moyens (84-85) de détermination de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) associés chacun à une valeur propre (λ_j^i) et à l'un des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), chaque sous-vecteur propre étant, pour la valeur propre associée, un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation estimée du sous-vecteur de référence associé ;
- des moyens de formation de chaque vecteur propre estimé (\underline{v}_k) de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur en plaçant un des sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) aux positions des S échantillons du sous-vecteur de référence associé et des échantillons nuls aux W-S autres positions.

9. Démodulateur selon la revendication 8, dans lequel les moyens de détermination des sous-vecteurs propres (85) choisissent lesdits sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i), parmi l'ensemble des vecteurs propres des matrices d'autocorrélation ($\underline{\hat{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), comme étant ceux qui sont respectivement associés aux valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.

10. Démodulateur selon la revendication 9, dans lequel les moyens (85) de détermination des sous-vecteurs propres déterminent un nombre donné (d) de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i), associés aux d valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.

11. Démodulateur selon l'une quelconque des revendications 7 à 10, dans lequel les paramètres représentant le canal de propagation, estimés par

les moyens d'estimation de paramètres (8), incluent en outre des valeurs propres (λ_k) de la matrice d'autocorrélation normalisée du premier vecteur, respectivement associées auxdits vecteurs propres (\underline{v}_k).

12. Démodulateur selon la revendication 11, dans lequel le second signal porte des symboles d'information binaires (b) modulés selon une modulation binaire à déplacement de phase, et dans lequel les moyens d'estimation de symboles (9) sont agencés pour estimer au moins un symbole d'information binaire porté par le second signal par le signe (\hat{b}) de la partie

réelle du nombre complexe $\sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) / \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x})$, où d est le nombre

- 10 de vecteurs propres estimés de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, \underline{v}_k est un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation normalisée du premier vecteur, associé à une valeur propre λ_k , N_0 est une estimation de la puissance du bruit sur le canal de propagation, \underline{r} et \underline{x} sont respectivement les premier et second vecteurs, β est un coefficient prédéterminé, $(.)^H$ désigne le transposé conjugué, et $\|\cdot\|$ la norme d'un vecteur.

13. Démodulateur selon la revendication 12, comprenant des moyens de détermination d'une vraisemblance (Λ) dudit symbole d'information binaire estimé (\hat{b}), proportionnellement à la valeur absolue de la partie réelle dudit nombre complexe.

- 20 14. Démodulateur selon la revendication 11, dans lequel le second signal porte des symboles d'information quaternaires (b) modulés selon une modulation quaternaire à déplacement de phase, et dans lequel les moyens d'estimation de symboles (9) sont agencés pour estimer au moins un symbole d'information quaternaire porté par le second signal par deux bits (\hat{b}_1, \hat{b}_2)
- 25 respectivement définis par les signes des parties réelle et imaginaire du

nombre complexe $\sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) / \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x})$, où d est le nombre de

vecteurs propres estimés de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, \underline{v}_k est un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation normalisée du premier

vecteur, associé à une valeur propre λ_k , N_0 est une estimation de la puissance du bruit sur le canal de propagation, \underline{r} et \underline{x} sont respectivement les premier et second vecteurs, β est un coefficient prédéterminé, $(.)^H$ désigne le transposé conjugué, et $\|.\|$ la norme d'un vecteur.

- 5 15. Démodulateur selon la revendication 14, comprenant des moyens de détermination de vraisemblances respectives (Λ_1, Λ_2) desdits bits (\hat{b}_1, \hat{b}_2) , proportionnellement aux valeurs absolues des parties réelle et imaginaire dudit nombre complexe.
- 10 16. Démodulateur selon l'une quelconque des revendications 7 à 15, dans lequel ledit signal reçu selon le canal de propagation est composé de plusieurs signaux captés au moyen d'antennes différentes.

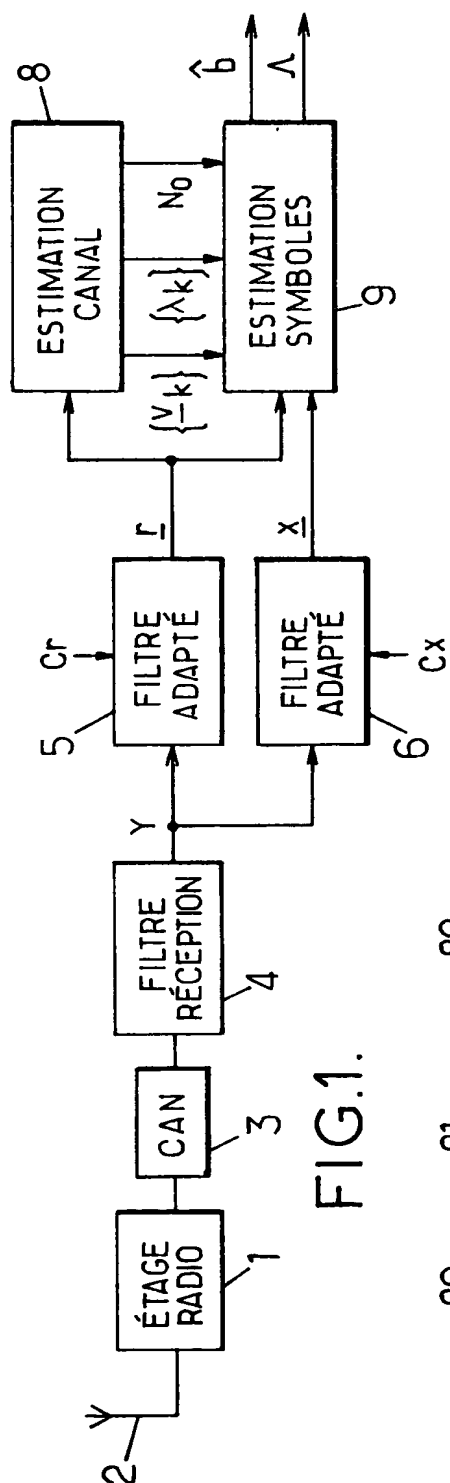


FIG. 1.

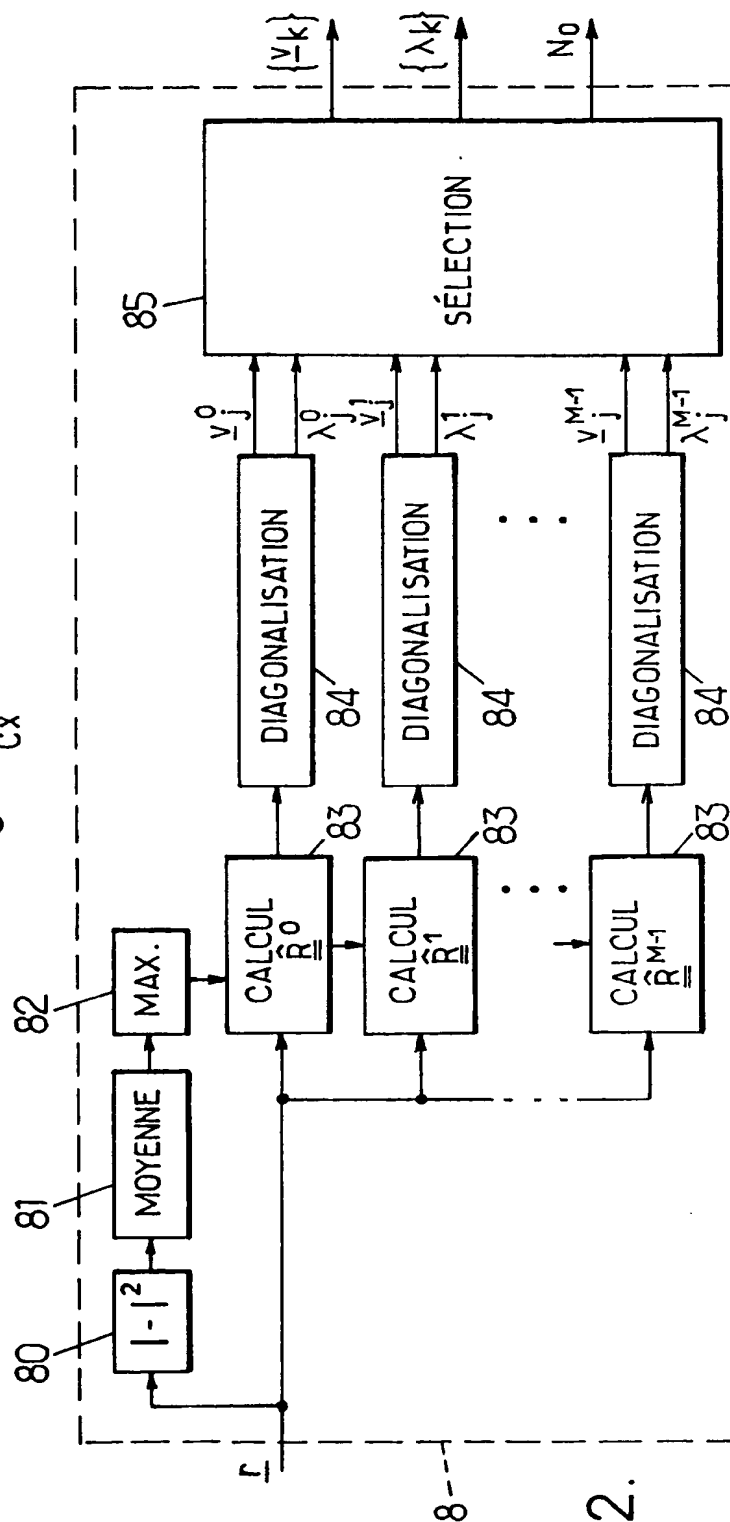


FIG. 2.

2 / 2

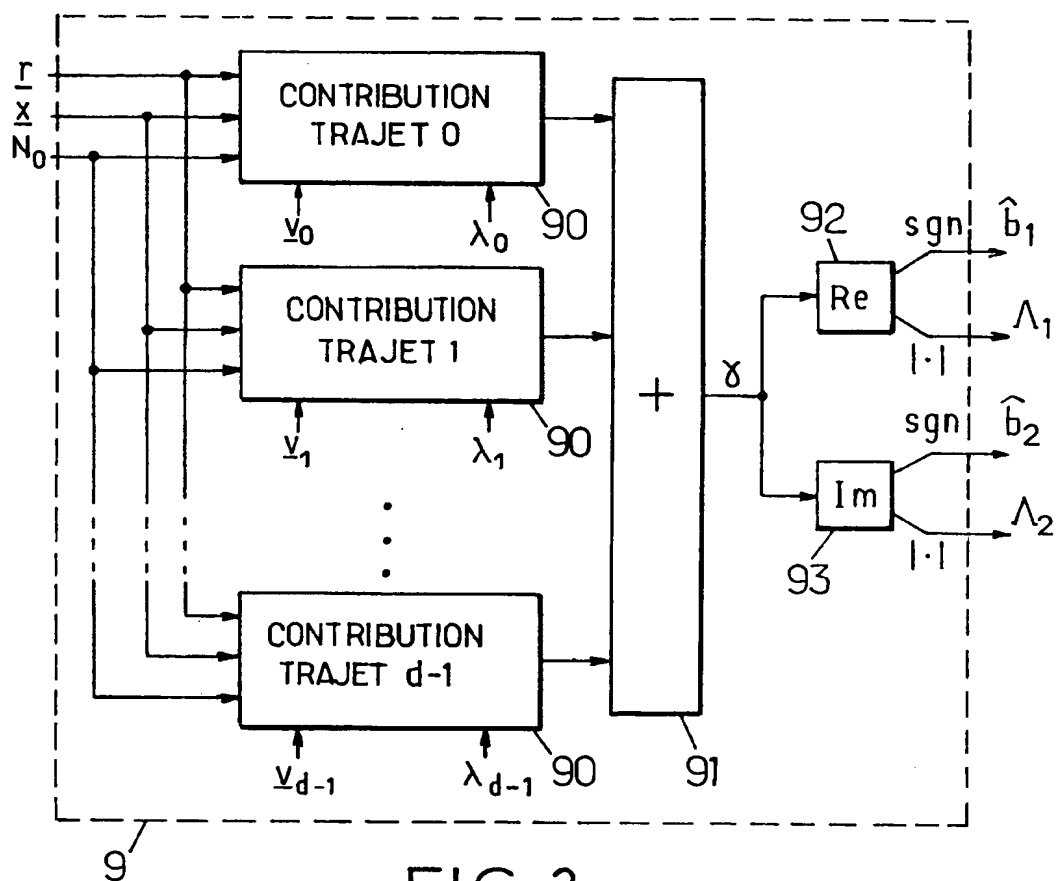


FIG. 3.

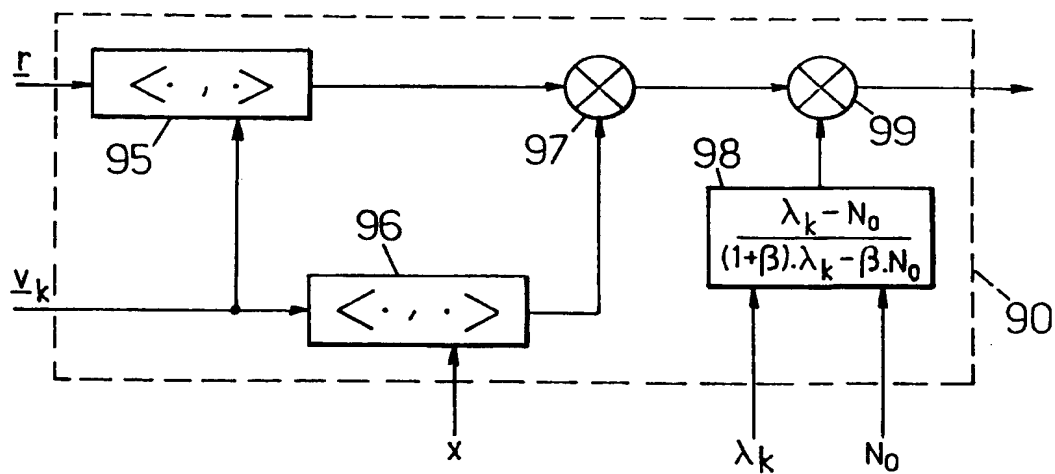


FIG. 4.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

In International Application No
PCT/FR 00/03306

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 7 H04L25/02 H04L1/06

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 7 H04L H04B

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 5 905 721 A (LIU HUI ET AL) 18 May 1999 (1999-05-18) claim 2 column 1, line 12 - line 37 column 1, line 51 - line 58 column 3, line 34 - line 59 column 8, line 5 - line 24	1-11,16
A		12-15
X	EP 0 669 729 A (THOMSON CSF) 30 August 1995 (1995-08-30) abstract; claims 2,9,11 page 2, line 24 - line 33 page 4, line 18 - line 43 page 5, line 21 - line 27 page 7, line 1 - line 6 page 8, line 8 - line 14 page 8, line 53 -page 9, line 20	1-11,16
	--- -/--	

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- *A* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- *E* earlier document but published on or after the international filing date
- *L* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- *O* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- *P* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- *T* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- *X* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- *Y* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- *Z* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

28 February 2001

Date of mailing of the international search report

12/03/2001

Name and mailing address of the ISA
European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Binger, B

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/FR 00/03306

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 0 911 991 A (COMMISSARIAT ENERGIE ATOMIQUE) 28 April 1999 (1999-04-28) paragraphs '0002!', '0013!', '0022! -----	1-11, 16

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

Int. l. Application No

PCT/FR 00/03306

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 5905721 A	18-05-1999	NONE	
EP 0669729 A	30-08-1995	FR 2716761 A	01-09-1995
EP 0911991 A	28-04-1999	FR 2770058 A	23-04-1999

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

D ide Internationale No
PCT/FR 00/03306

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	EP 0 911 991 A (COMMISSARIAT ENERGIE ATOMIQUE) 28 avril 1999 (1999-04-28) alinéas '0002!', '0013!', '0022! -----	1-11,16

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

D .de internationale No
PCT/FR 00/03306

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 5905721 A	18-05-1999	AUCUN	
EP 0669729 A	30-08-1995	FR 2716761 A	01-09-1995
EP 0911991 A	28-04-1999	FR 2770058 A	23-04-1999